

(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開2002-368642

(P2002-368642A)

(43) 公開日 平成14年12月20日 (2002. 12. 20)

(51) Int.Cl. <sup>7</sup>	識別記号	F I	テマコード* (参考)
H 0 4 B 1/26		H 0 4 B 1/26	U 5 J 1 0 6
H 0 3 L 7/18		H 0 3 L 7/18	E 5 K 0 2 0
			Z

審査請求 未請求 請求項の数 8 O L (全 16 頁)

(21) 出願番号 特願2001-174197(P2001-174197)

(22) 出願日 平成13年6月8日 (2001. 6. 8)

(71) 出願人 000002185

ソニー株式会社

東京都品川区北品川6丁目7番35号

(72) 発明者 岡信 大和

東京都品川区北品川6丁目7番35号 ソニー株式会社内

(74) 代理人 100091546

弁理士 佐藤 正美

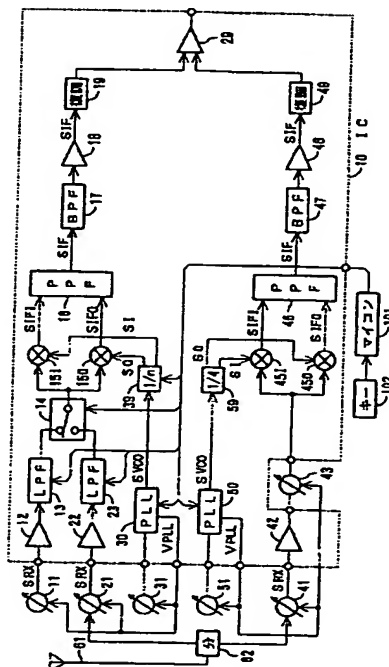
最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 受信機および I C

## (57) 【要約】

【課題】 マルチバンド受信機において、トラッキングエラーなどの特性を改善する。

【解決手段】 可変周波数発振回路と、この可変周波数発振回路の発振信号 S VCO を分周する可変分周回路 3 9 と、受信信号 S R X を局部発振信号 S L O により中間周波信号 S I F に周波数変換するためのミキサ回路 1 5 I、1 5 Q とを設ける。可変分周回路 3 9 の分周出力をミキサ回路 1 5 I、1 5 Q に局部発振信号 S L O として供給する。第 1 の周波数帯の受信時には、可変分周回路 3 9 の分周比 n および可変周波数発振回路の発振周波数を変更することにより、第 1 の周波数帯における受信周波数を変更する。第 2 の周波数帯の受信時には、少なくとも可変周波数発振回路の発振周波数を変更することにより、第 2 の周波数帯における受信周波数を変更する。



## 【特許請求の範囲】

【請求項1】少なくとも第1の周波数帯および第2の周波数帯を受信バンドとするスーパーヘテロダイン方式の受信機において、

可変周波数発振回路と、

この可変周波数発振回路の発振信号が供給され、この発振信号を分周する可変分周回路と、  
受信信号を局部発振信号により中間周波信号に周波数変換するためのミキサ回路とを有し、

上記可変分周回路の分周出力を上記ミキサ回路に上記局10部発振信号として供給し、

上記第1の周波数帯の受信時には、上記可変分周回路の分周比 $n$ および上記VCOの発振周波数を変更することにより、上記第1の周波数帯における受信周波数を変更し、

上記第2の周波数帯の受信時には、少なくとも上記VCOの発振周波数を変更することにより、上記第2の周波数帯における受信周波数を変更するようにした受信機。

【請求項2】請求項1に記載の受信機において、  
上記可変周波数発振回路はPLLにおけるVCOとされ、

上記PLLにおける可変分周回路の分周比 $N$ を変更することにより上記VCOの発振周波数を変更するようにした受信機。

【請求項3】請求項2に記載の受信機において、  
上記受信信号を選択して取り出す電子同調方式のアンテナ同調回路を有し、

上記VCOに供給される制御電圧を上記アンテナ同調回路に同調電圧として供給し、

上記第1の周波数帯および第2の周波数帯の少なくとも一方の周波数帯の受信時に、上記分周比 $n$ 、 $N$ を変更することによりトラッキングエラーを補正するようにした受信機。

【請求項4】請求項3に記載の受信機において、  
上記第1の周波数帯における高低比（最高周波数と最低周波数との比）と、上記第2の周波数帯における高低比とがほぼ等しくなるようにした受信機。

【請求項5】請求項4に記載の受信機において、  
上記ミキサ回路の前段に可変ローパスフィルタを有し、  
それぞれの周波数帯における高低比を2程度に設定するとともに、

受信周波数に対応して上記可変ローパスフィルタのカットオフ周波数を変更することにより、上記受信周波数の3倍以上の周波数成分を上記可変ローパスフィルタにより除去して上記発振信号の奇数次の高調波信号によるスプリアス妨害波を排除するようにした受信機。

【請求項6】請求項5に記載の受信機において、  
上記PLLの可変分周回路に上記分周比 $N$ を設定するためのデータにしたがって、上記可変ローパスフィルタのカットオフ周波数を変更するようにした受信機。

【請求項7】請求項1～請求項6に記載の受信機において、

上記発振信号が、位相が互いに $90^\circ$ 異なる1対の発振信号とされ、

上記ミキサ回路が、上記1対の発振信号がそれぞれ供給される1対のミキサ回路とされ、

この1対のミキサ回路の出力信号を位相および演算処理して上記中間周波信号を得るようにした受信機。

【請求項8】少なくとも第1の周波数帯および第2の周波数帯を受信バンドとするスーパーヘテロダイン方式の受信回路を構成するICにおいて、

アンテナ同調回路から出力される受信信号の供給される高周波アンプと、

この高周波アンプの出力信号から上記受信信号を選択するフィルタ回路と、

このフィルタ回路により選択された上記受信信号を、1対の局部発振信号により1対の中間周波信号に周波数変換するための1対のミキサ回路と、

上記1対の中間周波信号を位相および演算処理して本来の中間周波信号成分を出力する処理回路と、

PLLと、

このPLLを構成するVCOの発振信号を、周波数が等しく、位相が互いに $90^\circ$ 異なる1対の分周信号に分周する可変分周回路とが1チップ化され、

上記1対の分周信号を上記1対のミキサ回路に上記1対の局部発振信号として供給し、

上記第1の周波数帯の受信時には、上記可変分周回路の分周比 $n$ および上記PLLを構成する可変分周回路の分周比を変更することにより、上記第1の周波数帯における受信周波数を変更し、

上記第2の周波数帯の受信時には、少なくとも上記PLLを構成する可変分周回路の分周比を変更することにより、上記第2の周波数帯における受信周波数を変更するようにしたIC。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】この発明は、受信機およびICに関する。

【0002】

【従来の技術】ダブルコンバージョン型のスーパーヘテロダイン受信機は、基本的に図17に示すように構成することができる。そして、例えば、第1中間周波数を58MHzとし、第2中間周波数を450kHzとした場合、第1局部発振周波数を58.6MHz～88.45MHzの間で変化させれば、150kHz～30MHzを受信帯域とすることができる。

【0003】

【発明が解決しようとする課題】ところで、スーパーヘテロダイン方式の受信機においては、

50  $f_{RX}$ : 受信周波数（受信を希望する周波数）

$f_{LO}$ : 局部発振周波数

$f_{IF}$ : 中間周波数

$$f_{RX} = f_{LO} - f_{IF}$$

あるいは

$$f_{RX} = f_{LO} + f_{IF}$$

の関係があり、受信周波数  $f_{RX}$  は局部発振周波数  $f_{LO}$  により決定される。

【0004】したがって、アンテナ同調回路の同調周波数  $f_{TN}$  は、局部発振周波数  $f_{LO}$  から正確に中間周波周波数  $f_{IF}$  だけ離れていなければならない、同調周波数  $f_{TN}$  に誤差があると、周波数  $f_{RX}$  の受信信号は、そのレベルが低下するので、受信感度が低下してしまう。なお、この局部発振周波数  $f_{LO}$  と、同調周波数  $f_{TN}$  との誤差は、「トラッキングエラー」と呼ばれている。

【0005】そして、図17の受信機の場合、実際には、長波帯 (150kHz~520kHz) および中波帯 (520kHz~1800kHz) は、フェライトバーアンテナを使用し、短波帯 (1.8MHz~30MHz) は外部アンテナを使用することになるので、長波帯および中波帯用のアンテナ同調回路と、短波帯用のアンテナ同調回路とを別個に設けることになる。

【0006】しかし、短波帯用にアンテナ同調回路を設けても、短波帯は上記のように1.8MHz~30MHzと広帯域であり、しかも、トラッキングエラーも考慮しなければならない。このため、実際の受信機では、短波帯用のアンテナ同調回路は、短波帯を複数の周波数帯に分割し、それぞれの周波数帯を通過帯域とするバンドパスフィルタとされている。つまり、短波帯用のアンテナ同調回路は非同調型とされている。

【0007】ところが、アンテナ同調回路を非同調型にすると、目的とする周波数以外の信号も次段以降に供給されてしまうので、妨害波特性が悪化してしまう。さらに、このとき、次段の高周波アンプを特殊なローノイズタイプの接合型FETにより構成してローノイズ化する必要があり、このため、高周波アンプを他の回路と一体にIC化することができず、組み立てや実装の簡略化の妨げとなってしまう。

【0008】また、短波帯では第1局部発振周波数が60.25MHz~88.45MHzと高いので、受信機をシンセサイザ方式とし、第1局部発振回路をPLLのVCOにより構成した場合、第1局部発振信号の位相ノイズを小さくすることができない。特に、受信周波数の周波数ステップを小さくしたときには、PLLのループ帯域を広くすることができず、なおさら特性の改善が困難になる。

【0009】さらに、長波帯および中波帯用のアンテナ同調回路は、中波帯でのトラッキングエラーが最少になるようにバディングコンデンサ (周波数の補正用コンデンサ) を調整をすると、長波帯でのトラッキングエラーが大きくなってしまい、逆に長波帯でのトラッキングエラーが最少になるようにバディングコンデンサを調整を

\* とすれば、

\*

... (1)

... (2)

すると、中波帯でのトラッキングエラーが大きくなってしまふ。

【0010】したがって、長波帯あるいは中波帯は、トラッキングエラーのため、受信感度が低下してしまう。そして、この受信感度の低下を避けるため、長波帯および中波帯用のアンテナ同調回路を非同調型にすると、上記のような問題が生じてしまふ。

【0011】さらに、受信機として、長波帯用および中波帯用のアンテナ同調回路を有するとともに、アンテナ同調用のデータを不揮発性メモリに用意し、そのデータのうち、受信周波数に対応したデータをD/A変換してアンテナ同調回路に供給するようにしたものもある。すなわち、そのようにすれば、アンテナ同調回路の同調周波数  $f_{TN}$  を、局部発振周波数  $f_{LO}$  から決まる受信周波数  $f_{RX}$  に正確に制御することができ、トラッキングエラーを生じることがない。

【0012】しかし、この場合には、受信機の1台ごとに同調周波数  $f_{TN}$  を調整し、そのときのデータを不揮発性メモリに記憶させる必要があるので、多大な手間と時間がかかり、コスト高となってしまう。

【0013】この発明は、以上のような問題点を解決しようとするものである。

【0014】

【課題を解決するための手段】この発明においては、例えば、少なくとも第1の周波数帯および第2の周波数帯を受信バンドとするスーパーヘテロダイン方式の受信機において、可変周波数発振回路と、この可変周波数発振回路の発振信号が供給され、この発振信号を分周する可変分周回路と、受信信号を局部発振信号により中間周波信号に周波数変換するためのミキサ回路とを有し、上記可変分周回路の分周出力を上記ミキサ回路に上記局部発振信号として供給するとともに、上記第1の周波数帯の受信時と、上記第2の周波数帯の受信時とで、上記可変分周回路の分周比  $n$  を変更し、かつ、上記可変周波数発振回路の発振周波数を変更することにより、上記第1の周波数帯および上記第2の周波数帯のそれぞれにおける受信周波数を変更するようにした受信機とするものである。したがって、バディングコンデンサによりトラッキングエラーを調整しなくても、分周比  $N$ 、 $n$  を選択しておくことによりアンテナ同調電圧が変更され、トラッキングエラーが調整される。

【0015】

【発明の実施の形態】① 第1の受信機

1. 受信機の構成およびその動作

図1は、この発明を、長波帯、中波帯、短波帯およびF

M放送帯を受信するマルチバンド受信機に適用した場合の一例を示す。また、この例においては、短波帯をさらに4つの周波数帯に分割した場合である。さらに、この例においては、長波帯、中波帯、短波帯およびFM放送帯における受信周波数の範囲および周波数ステップは、図3に示すとおりとした場合である。

【0016】なお、受信周波数と局部発振周波数などとの関係は、まとめて後述するが、長波帯、中波帯および短波帯の受信時における中間周波数は55kHz、FM放送帯の受信時における中間周波数は200kHzである。

【0017】そして、図1において、鎖線で囲った部分10が1チップのモノリシックICである。このIC10には、システム制御回路としてマイクロコンピュータ101が接続されるとともに、このマイクロコンピュータ101にユーザインターフェイスとして各種の操作キー（操作スイッチ）102が接続される。そして、この操作キー102の操作にしたがってマイクロコンピュータ101によりIC10が制御される。

【0018】すなわち、長波帯および中波帯用のアンテナ同調回路11が、パーアンテナコイル（フェライトパーアンテナ）および可変容量ダイオードにより電子同調方式に構成されて目的とする周波数 $f_{RX}$ の受信信号 $S_{RX}$ が取り出され、この受信信号 $S_{RX}$ が高周波アンプ12を通じて可変ローパスフィルタ13に供給され、受信信号 $S_{RX}$ よりも高域側に分布する不要な信号成分が除去される。

【0019】そして、この可変ローパスフィルタ13から出力される受信信号 $S_{RX}$ が、長波帯および中波帯の受信時には、マイクロコンピュータ101により図の状態に接続されているスイッチ回路14を通じて1対のミキサ回路15I、15Qに供給される。

【0020】また、PLL30（詳細を後述する）のVCOから所定の周波数 $f_{VCO}$ の発振信号 $S_{VCO}$ が取り出され、この発振信号 $S_{VCO}$ が、可変分周回路39に供給されて $1/n$ （ $n$ は後述する整数）の周波数 $f_{LO}$ で、位相が互いに $90^\circ$ 異なる1対の信号 $S_I$ 、 $S_Q$ に分周され、これら信号 $S_I$ 、 $S_Q$ がミキサ回路15I、15Qに局部発振信号（周波数 $f_{LO}$ ）として供給される。

【0021】なお、符号31は、PLL30のVCOの共振回路であり、これは、コイルと可変容量ダイオードとにより構成されている。そして、PLL30から共振回路31に供給される制御電圧 $V_{PLL}$ が、アンテナ同調回路11に選局電圧として供給される。

【0022】こうして、ミキサ回路15I、15Qにおいて、受信信号 $S_{RX}$ は局部発振信号 $S_I$ 、 $S_Q$ により位相が互いに $90^\circ$ 異なる2つの中間周波信号 $S_{IFI}$ 、 $S_{IFQ}$ 、すなわち、互いに直交するI軸およびQ軸の中間周波信号 $S_{IFI}$ 、 $S_{IFQ}$ に周波数変換される。なお、このとき、中間周波信号 $S_{IFI}$ 、 $S_{IFQ}$ の中間周波数 $f_{IF}$ は、上記のように、55kHzとされる。

【0023】そして、これら中間周波信号 $S_{IFI}$ 、 $S_{IFQ}$ がポリフェイズフィルタ16に供給される。このポリフェイズフィルタ16については、例えば特開2001-77648において詳述されているので、詳細は省略するが、このポリフェイズフィルタ16において、例えば、中間周波信号 $S_{IFI}$ 、 $S_{IFQ}$ に含まれる本来の信号成分が同相となり、かつ、イメージ成分が逆相となるように移相されるとともに、その移相結果の信号が互いに加算される。したがって、ポリフェイズフィルタ16からは、イメージ成分が相殺され、本来の信号成分を有する中間周波信号 $S_{IF}$ が取り出される。

【0024】そして、このポリフェイズフィルタ16から出力される中間周波信号 $S_{IF}$ が、中間周波フィルタ用のバンドパスフィルタ17に供給されて不要な信号成分が除去されてからアンプ18を通じて復調回路19に供給される。この復調回路19は、AM変調、DSB、SSB、狭帯域FMなどに対応する復調ができるように構成されているものであり、この復調回路19において、中間周波信号 $S_{IF}$ からオーディオ信号が復調される。そして、このオーディオ信号がバッファアンプ29を通じてIC10から取り出される。したがって、長波帯および中波帯の受信ができることになる。

【0025】また、短波帯の受信時には、アンテナ61により短波帯の放送波（アマチュア無線などの信号も含む）が受信され、この受信信号が分配器62を通じて電子同調方式のアンテナ同調回路21に供給されて目的とする周波数 $f_{RX}$ の受信信号 $S_{RX}$ が取り出される。

【0026】そして、この受信信号 $S_{RX}$ が高周波アンプ22を通じて可変ローパスフィルタ23に供給され、受信信号 $S_{RX}$ よりも高域側に分布する不要な信号成分が除去される。そして、この可変ローパスフィルタ23から出力される受信信号 $S_{RX}$ が、短波帯の受信時には、マイクロコンピュータ101により図とは逆の状態に接続されているスイッチ回路14を通じてミキサ回路15I、15Qに供給される。

【0027】また、PLL30のVCOから所定の周波数 $f_{VCO}$ の発振信号 $S_{VCO}$ が可変分周回路39に供給されて周波数 $f_{LO}$ で、位相が互いに $90^\circ$ 異なる1対の信号 $S_I$ 、 $S_Q$ に分周され、これら信号 $S_I$ 、 $S_Q$ がミキサ回路15I、15Qに局部発振信号（周波数 $f_{LO}$ ）として供給される。

【0028】そして、以後、長波帯および中波帯の受信時と同様の処理が実行されて復調回路19からオーディオ信号が出力され、このオーディオ信号がIC10から取り出される。したがって、短波帯の受信ができることになる。

【0029】さらに、FM放送帯の受信時には、アンテナ61によりFM放送帯の放送波が受信され、この受信信号が分配器62を通じて電子同調方式のアンテナ同調回路41に供給されて目的とする周波数 $f_{RX}$ の受信信号

SRXが取り出される。そして、この受信信号SRXが高周波アンプ42を通じ、さらに、可変容量ダイオードを有する段間同調回路43を通じて1対のミキサ回路45 I、45 Qに供給される。

【0030】また、PLL50のVCOから所定の周波数 $f_{VCO}$ の発振信号SVCOが取り出され、この発振信号SVCOが、分周回路59に供給されて $1/4$ の周波数 $f_{LO}$ で、位相が互いに $90^\circ$ 異なる1対の信号SI、SQに分周され、これら信号SI、SQがミキサ回路45 I、45 Qに局部発振信号(周波数 $f_{LO}$ )として供給される。

【0031】なお、符号51は、PLL50のVCOの共振回路であり、これは、コイルと可変容量ダイオードとにより構成されている。そして、PLL50から共振回路51に供給される制御電圧VPLLが、アンテナ同調回路41に選局電圧として供給される。

【0032】こうして、ミキサ回路45 I、45 Qにおいて、受信信号SRXは局部発振信号SI、SQにより位相が互いに $90^\circ$ 異なる2つの中間周波信号SIFI、SIFQ、すなわち、互いに直交するI軸およびQ軸の中間周波信号SIFI、SIFQに周波数変換される。なお、このとき、中間周波信号SIFI、SIFQの中間周波数 $f_{IF}$ は、上記のように、200kHzとされる。

【0033】そして、これら中間周波信号SIFI、SIFQがポリフェイズフィルタ46に供給され、例えば、中間周波信号SIFI、SIFQに含まれる本来の信号成分が同相となり、かつ、イメージ成分が逆相となるように移相されるとともに、その移相結果の信号が互いに加算される。したがって、ポリフェイズフィルタ46からは、イメージ成分が相殺され、本来の信号成分を有する中間周波信号SIFが取り出される。

【0034】そして、このポリフェイズフィルタ46から出力される中間周波信号SIFが、中間周波フィルタ用のバンドパスフィルタ47に供給されて不要な信号成分が除去されてからアンプ48を通じてFM復調回路49に供給され、オーディオ信号が復調され、このオーディオ信号がバッファアンプ29を通じてIC10から取り出される。したがって、FM放送帯の受信ができることになる。

【0035】2. アンテナ同調回路およびPLLの具体例

図2は、長波帯および中波帯用のアンテナ同調回路11と、短波帯用のアンテナ同調回路21と、PLL30との具体例を示す。すなわち、アンテナ同調回路11においては、バーアンテナコイルL11と、コンデンサC11と、可変容量ダイオードD11とが高周波的に並列接続されるとともに、コイルL11の一部にスイッチング用のダイオードD12が高周波的に並列接続される。そして、マイクロコンピュータ101からダイオードD12にバンド切り換え電圧VLMが供給される。

【0036】また、アンテナ同調回路21においては、

コイルL21に、スイッチング用のダイオードD22~D24を通じてコイルL22~L24が高周波的に並列接続されるとともに、コイルL21に、コンデンサC21および可変容量ダイオードD21が高周波的に並列接続される。そして、マイクロコンピュータ101からダイオードD22~D24にバンド切り換え電圧VS2~VS4が供給される。また、コイルL21のタップに、分配器62を通じてアンテナ61の受信した放送波の信号が供給される。

【0037】さらに、共振回路31においては、コイルL31に、コンデンサC31と、可変容量ダイオードD31、D32の直列回路とが、バッキングコンデンサC32を通じて高周波的に並列接続される。そして、この共振回路31がVCO32に接続される。なお、可変容量ダイオードD11、D21、D31、D32は、互いに同じ特性のものとされる。

【0038】そして、PLL30が次のように構成される。すなわち、VCO32の発振信号SVCOが可変分周回路33に供給されて $1/N$ の周波数に分周され、その分周信号が位相比較回路34に供給されるとともに、基準信号形成回路35から基準となる安定した周波数、例えば4kHzの交番信号が取り出され、この交番信号が比較回路34に供給される。そして、この比較回路34の比較出力がローパスフィルタ36に供給されて比較回路34に供給された2つの信号の位相差に対応してレベルの変化する直流電圧VPLLが取り出され、この電圧VPLLが共振回路31の可変容量ダイオードD31、D32にその制御電圧として供給される。

【0039】さらに、電圧VPLLが、同調回路11、21の可変容量ダイオードD11、D21にその制御電圧として供給される。また、上記のように、VCO32の発振信号SVCOが可変分周回路39に供給されて $1/n$ の周波数で、位相が互いに $90^\circ$ 異なる信号SI、SQに分周され、これら信号SI、SQがミキサ回路15 I、15 Qに供給される。

【0040】さらに、PLL50もPLL30と同様に形成される。ただし、PLL50のうち、形成回路35に対応する形成回路から出力される交番信号の基準周波数は例えば50kHzとされる。

【0041】そして、長波帯の受信時には、マイクロコンピュータ101からのバンド切り換え電圧VLMによりダイオードD12がオフとされてコイルL11のインダクタンスが大きくなり、この結果、同調回路11は長波帯に対応するようにされる。すると、このとき、可変容量ダイオードD11の容量はPLL30からの電圧VPLLに対応して変化するので、同調回路11の同調周波数 $f_{TN}$ は、局部発振周波数 $f_{LO}$ に対応して変化する。したがって、長波帯の受信ができる。

【0042】また、中波帯の受信時には、バンド切り換え電圧VLMによりダイオードD12がオンとされてコイルL11のインダクタンスが小さくなり、この結果、同調回

路11は中波帯に対応するようにされる。すると、このとき、可変容量ダイオードD11の容量はPLL30からの電圧VPLLに対応して変化するので、同調回路11の同調周波数f<sub>TN</sub>は、局部発振周波数f<sub>LO</sub>に対応して変化する。したがって、中波帯の受信ができる。なお、この場合、中波帯においてトラッキングエラーが最少となるようにパディングコンデンサC32が調整される。

【0043】さらに、短波帯1の受信時には、バンド切り換え電圧VS2~VS4によりダイオードD22~D24がオフとされてコイルL21だけがアンテナ同調に使用される。すると、このとき、可変容量ダイオードD21の容量はPLL30からの電圧VPLLに対応して変化する。したがって、同調回路21の同調周波数f<sub>TN</sub>は、局部発振周波数f<sub>LO</sub>に対応して変化することになり、短波帯1の周波数帯の受信ができる。

【0044】また、短波帯2の受信時には、バンド切り換え電圧VS2~VS4によりダイオードD22がオンとされるとともに、ダイオードD23、D24がオフとされてコイルL21にコイルL22が並列接続されてアンテナ同調に使用される。すると、このとき、可変容量ダイオードD21の容量はPLL30からの電圧VPLLに対応して変化する。したがって、同調回路21の同調周波数f<sub>TN</sub>は、局部発振周波数f<sub>LO</sub>に対応して変化することになり、短波\*

$$f_{VCO} = 4 \times N \text{ [kHz]}$$

となる。また、このときの可変分周回路39の出力信号※

$$\begin{aligned} f_{LO} &= f_{VCO} / n \\ &= 4 \times N / n \text{ [kHz]} \end{aligned}$$

となる。

【0048】そして、長波帯においては、周波数150kHzおよび520kHzと、153kHz~513kHzの範囲の9kHzステップの周波数とが受信周波数f<sub>RX</sub>となるものであるが、このため、分周比N、nが図3に示すように設定される。

【0049】すなわち、受信周波数f<sub>RX</sub>を150kHzにするときには、N=9225、n=180に設定される。すると、図3にも示すように、このときの発振周波数f<sub>VCO</sub>は、(3)式から

$$\begin{aligned} f_{VCO} &= 4 \times 9225 \\ &= 36900 \text{ [kHz]} \end{aligned}$$

となり、局部発振周波数f<sub>LO</sub>は、(4)式から

$$\begin{aligned} f_{LO} &= 4 \times 9225 / 180 \\ &= 205 \text{ [kHz]} \end{aligned}$$

となる。したがって、このとき、局部発振周波数f<sub>LO</sub>から決まる受信周波数f<sub>RX</sub>は、(1)式から

$$\begin{aligned} f_{RX} &= f_{LO} - f_{IF} \\ &= 205 - 55 \\ &= 150 \text{ [kHz]} \end{aligned}$$

となり、目的とする受信周波数150kHzとなる。

【0050】同様に、受信周波数f<sub>RX</sub>を153kHzにするときには、N=9360、n=180に設定される。すると、

\* 帯2の周波数帯の受信ができる。

【0045】さらに、短波帯3あるいは短波帯4の受信時には、バンド切り換え電圧VS2~VS4によりダイオードD23あるいはD24がオンとされるとともに、他のダイオードがオフとされてコイルL21にコイルL23あるいはL24が並列接続されてアンテナ同調に使用される。すると、このとき、可変容量ダイオードD21の容量はPLL30からの電圧VPLLに対応して変化する。したがって、同調回路21の同調周波数f<sub>TN</sub>は、局部発振周波数f<sub>LO</sub>に対応して変化することになり、短波帯3あるいは短波帯4の周波数帯の受信ができる。

【0046】3. 各信号の周波数について

図1の受信機においては、各周波数帯における受信周波数f<sub>RX</sub>の範囲および周波数ステップが、図3に示すとおりであるが、この周波数を実現するため、PLL30の可変分周回路33の分周比Nおよび可変分周回路39の分周比nが、マイクロコンピュータ101により図3に示すように制御される。

【0047】すなわち、図2において、定常時には、可変分周回路33の出力信号の周波数は、形成回路35から出力される基準信号の周波数4kHzに等しいので、このときのVCO32の発振周波数f<sub>VCO</sub>は、

$$\dots (3)$$

※ SI、SQの周波数(局部発振周波数)f<sub>LO</sub>は、

$$\dots (4)$$

このとき、

$$\begin{aligned} f_{VCO} &= 4 \times 9360 \\ &= 37440 \text{ [kHz]} \\ f_{LO} &= 4 \times 9360 / 180 \\ &= 208 \text{ [kHz]} \\ f_{RX} &= 208 - 55 \\ &= 153 \text{ [kHz]} \end{aligned}$$

となって目的とする受信周波数153kHzとなる。

【0051】さらに、受信周波数f<sub>RX</sub>を162kHzとするときには、N=9873、n=182に設定される。すると、このとき、

$$\begin{aligned} f_{VCO} &= 4 \times 9873 \\ &= 39492 \text{ [kHz]} \\ f_{LO} &= 4 \times 9873 / 182 \\ &\approx 216.989 \text{ [kHz]} \end{aligned}$$

となる。

【0052】そして、このとき、目的とする受信周波数f<sub>RX</sub>は162kHzであるから、(1)式から局部発振周波数f<sub>LO</sub>は、

$$\begin{aligned} f_{LO} &= 162 + 55 \\ &= 217 \text{ [kHz]} \end{aligned}$$

でなければならない。局部発振周波数f<sub>LO</sub>と、  
216.989-217=-0.011[kHz]、

$$= -11 \text{ [Hz]}$$

の誤差を生じていることになる。

【0053】しかし、この程度の誤差であれば、中間周波数55kHzに比べて十分に小さいので、受信に支障をきたすことがなく、無視することができる。したがって、上記の分周比 $N = 9873$ 、 $n = 182$ で問題ない。

【0054】そして、他の受信周波数 $f_{RX}$ についても同様であり、分周比 $N$ 、 $n$ を受信周波数 $f_{RX}$ の上昇に対して単調増加させることにより長波帯150kHz～520kHzを9kHzステップで受信することができる。

【0055】また、中波帯においては、522kHz～1800kHzの範囲で9kHzステップの周波数が受信周波数 $f_{RX}$ となるものであるが、このため、分周比 $N$ 、 $n$ が図3に示すように設定される。

【0056】すなわち、中波帯の受信時には、分周比 $N$ を9232～29680の範囲で144ステップで変更するとともに、 $n = 64$ に固定する。すると、 $N = 9232$ のときの局部発振周波数 $f_{LO}$ は、(4)式から、

$$\Delta f_{LO} = 4 \times \Delta N / n$$

となるので、分周比 $N$ を144ステップずつ変化させれば、(5)式から、

$$\Delta f_{LO} = 4 \times 144 / 64$$

$$= 9 \text{ [kHz]}$$

となり、局部発振周波数 $f_{LO}$ は9kHzステップで変化する。

【0059】したがって、 $n = 64$ に設定し、 $N = 9232 \sim 29680$ の範囲を144ステップで変更することにより、中波帯522kHz～1800kHzを9kHzステップで受信することができる。

【0060】なお、この中波帯においては、VCO32の発振周波数 $f_{VCO}$ の変化範囲は、(3)式から、 $f_{VCO} = 4 \times 9232 \text{ [kHz]} \sim 4 \times 29680 \text{ [kHz]}$   
 $= 36.928 \text{ [MHz]} \sim 118.72 \text{ [MHz]}$   
 となる。

【0061】さらに、短波帯1～短波帯4の周波数帯の受信時においても、分周比 $N$ 、 $n$ を図3に示すように設定することにより、VCO32の発振周波数 $f_{VCO}$ および局部発振周波数 $f_{LO}$ が図3に示すように変化するので、短波帯1.8MHz～30MHzを1kHzステップで受信することができる。なお、このときのVCO32の発振周波数 $f_{VCO}$ の変化範囲も図3に示すとおりである。

【0062】また、FM放送帯の受信時には、PLL50における基準周波数は50kHzとされているので、図3に示すように、PLL50の可変分周回路の分周比 $N$ を1524～2164の範囲で1ずつ変更することにより、PLL50のVCOの発振周波数 $f_{VCO}$ が304.8MHz～432.8MHzの範囲を50kHzステップで変化する。

【0063】したがって、分周回路59から出力される分周信号(局部発振信号)・SI、SQの局部発振周波数 $f_{LO}$ は、分周比 $N$ に対応して76.2MHz～108.2MHzの範囲

$$* f_{LO} = 4 \times 9232 / 64$$

$$= 577 \text{ [kHz]}$$

となり、(1)式から

$$f_{RX} = f_{LO} - f_{IF}$$

$$= 577 - 55$$

$$= 522 \text{ [kHz]}$$

となり、受信周波数522kHzとなる。

【0057】また、 $N = 29680$ のときの局部発振周波数 $f_{LO}$ は、(4)式から、

$$10 \quad f_{LO} = 4 \times 29680 / 64$$

$$= 1855 \text{ [kHz]}$$

となり、(1)式から

$$f_{RX} = 1855 - 55$$

$$= 1800 \text{ [kHz]}$$

となり、受信周波数1800kHzとなる。

【0058】そして、分周比 $N$ の変化量 $\Delta N$ に対する局部発振周波数 $f_{LO}$ の変化量 $\Delta f_{LO}$ を求めると、(4)式から、

$$\dots (5)$$

20 を50kHzステップで変化することになるので、76MHz～108MHzのFM放送帯を50kHzステップで受信することができる。

【0064】4. まとめ

放送を受信する場合、(4)式にも示すように、局部発振周波数 $f_{LO}$ は2つの分周比 $N$ 、 $n$ の組み合わせにより決まるので、局部発振周波数 $f_{LO}$ が同じであっても、分周比 $N$ 、 $n$ を違えることによりVCO32の発振周波数 $f_{VCO}$ を違えることができる。そして、この発振周波数 $f_{VCO}$ を違えたときには、VCO32に供給される制御電圧VPLLの大きさが変化することになるとともに、この制御電圧VPLLが、アンテナ同調回路11にその同調電圧として供給されている。

【0065】したがって、局部発振周波数 $f_{LO}$ が同じであっても、分周比 $N$ 、 $n$ を違えることによりアンテナ同調回路11の同調電圧VPLLを変更することができるので、このとき、アンテナ同調回路11の同調周波数 $f_{TN}$ を変更することができる。したがって、上記のように、中波帯でのトラッキングエラーが最少になるようにパディングコンデンサC32を調整しても、長波帯で分周比 $N$ 、 $n$ を変更することにより、長波帯でのトラッキングエラーを最少にすることができる。

【0066】図4～図6は、長波帯および中波帯におけるトラッキングエラーの大きさを計算によりシミュレーションした結果を示す。すなわち、図4および図5は、比較のため、分周比 $n$ を $n = 144$ に固定した場合における同調周波数 $f_{TN}$ とトラッキングエラーの大きさとの関係を示す。

【0067】そして、図4は長波帯においてトラッキングエラーが最少となるようにパディングコンデンサC32を調整したときの特性であり、図5は中波帯においてト



ラッキングエラーが最少となるようにバディングコンデンサC32を調整したときの特性である。そして、図4の特性のときには、 $C32=850\text{pF}$ であり、図5の特性のときには、 $C32=3000\text{pF}$ であった。すなわち、上記のように、トラッキングエラーを最少にするバディングコンデンサC32の容量が、長波帯と中波帯とで異なっている。

【0068】そして、図6は、この発明を適用した場合の長波帯におけるトラッキングエラーの特性を示す。この場合、図5にも示すように、中波帯のトラッキングエラーが最少となるようにバディングコンデンサC32の容量( $C32=3000\text{pF}$ )を調整してある。

【0069】そして、図6の特性によれば、トラッキングエラーの大きさは、同調周波数 $f_{\text{TN}}$ により急激に変化するが、大きさそのものは、図4の特性に比べ、改善されている。つまり、中波帯でトラッキングエラーの調整をし、長波帯でトラッキングエラーの調整をしなくても、長波帯で調整をしたとき以上に良好なトラッキング特性を得ることができている。

【0070】こうして、中波帯でのトラッキングエラーが最少になるようにバディングコンデンサC32を調整しても、長波帯で分周比 $n$ を変更することにより、長波帯におけるトラッキングエラーを最少にすることができる。したがって、感度のよい受信機とすることができる。

【0071】なお、(4)式からも明らかなように、VCO32の発振周波数 $f_{\text{VCO}}$ が高くなるほど分周比 $n$ を大きくすることができ、その結果、分周比 $n$ の変化に対する局部発振周波数 $f_{\text{LO}}$ の変化を小さくすることができるので、トラッキングエラーをより小さくすることができる。

【0072】また、トラッキングエラーの少ないアンテナ同調回路11を使用できるので、目的とする受信周波数以外の信号を確実に阻止することができ、その結果、妨害波特性が良好になる。さらに、アンテナ同調回路11、21を設けることができるので、マッチングが容易となり、妨害波に強く、高感度な受信機とすることができる。また、アンテナ同調回路11、21を設けることができるので、次段の高周波アンプ12、22は、電流増幅率が100程度の接合型トランジスタにより構成してもNFを十分に小さくすることができ、したがって、高周波アンプ11、21を他の回路と一体にIC10にオンチップ化することができる。

【0073】さらに、PLL30は、長波帯、中波帯および短波帯に共通に使用しているが、図3にも示すように、長波帯および短波帯の受信時におけるVCO32の発振周波数 $f_{\text{VCO}}$ の変化範囲は、中波帯の受信時における発振周波数 $f_{\text{VCO}}$ の変化範囲には含まれ、特別な周波数で発振する必要がないので、共振回路31やVCO32として特別の特性や構成のものを必要とすることがない。

【0074】また、VCO32により形成された発振信号SVCOを、可変分周回路39において $1/207 \sim 1/4$ ( $n=207 \sim 4$ )に分周して局部発振信号SI、SQを得ているので、局部発振信号SI、SQの位相ノイズを分周比 $n$ に対応して小さくすることができる。したがって、デジタル放送であって位相変調を伴う放送波信号を受信する場合、より適切な受信機とすることができる。

【0075】さらに、アンテナ同調回路11、21の同調用のデータを記憶する不揮発性メモリを設けたり、そのデータを受信機の1台ごとに求めて不揮発性メモリに記憶させる必要がないので、製造に手間や時間がかからず、コストの上昇を抑えることができる。

【0076】また、長波帯から短波帯までの帯域(150kHz $\sim$ 30MHz)を受信できるにもかかわらず、1つのPLL30でよいので、IC化に有利である。そして、アンテナ同調回路11、21およびPLL30の共振回路31を除くすべての回路をIC10に実装することができ、外付け部品の少ないマルチバンド受信機を安価に提供することができる。

【0077】さらに、VCO32の発振周波数 $f_{\text{VCO}}$ が受信バンドよりも遥かに高い周波数になるので、VCO32の発振信号SVCOがアンテナ61により受信されても、簡単なローパスフィルタ13、23により阻止することができ、受信妨害が発生しにくい。また、ミキサ回路15I、15Qにおいて、局部発振信号SI、SQの高調波によりスプリアス妨害を生じても、ローパスフィルタ13、23によりそのスプリアス妨害を与える信号成分を阻止することができる。そして、そのとき、ローパスフィルタ13、23をIC10に内蔵することにより部品点数や調整の手間を増やすことなく、特性を改善することができる。

【0078】また、長波帯、中波帯、短波帯およびFM放送帯を受信するために2つのPLL30、50を必要としているが、図3にも示すように、長波帯、中波帯および短波帯用のPLL30のVCO32の発振周波数 $f_{\text{VCO}}$ は、FM放送帯用のPLL50のVCOの発振周波数に比べて低く、また、長波帯、中波帯および短波帯の受信時には、PLL50の電源をオフにすることができるので、2つのPLL30、50を設けても、電力消費の点で有利である。

【0079】さらに、中間周波信号SIFの周波数が低いので、この中間周波信号SIFから後の信号をデジタル処理する場合、これが容易に可能となる。さらに、中間周波数 $f_{\text{IF}}$ が低いので、その中間周波信号SIFを選択するバンドパスフィルタ17をIC10にオンチップ化できるとともに、図17に示すダブルコンバージョン型の受信機で必要な水晶フィルタが不要となり、コストを下げることができる。

【0080】5. 可変ローパスフィルタの具体例

図7は、可変ローパスフィルタ13、23の具体例を示



す。この例においては、可変ローパスフィルタ13、23は、バイカッド型に構成され、その抵抗器の値を変更することによりカットオフ周波数を変更できる場合である。

【0081】すなわち、入力端子T71が、後述する可変抵抗回路R71を通じてオペアンプA71の反転入力端に接続され、その出力端と反転入力端との間に、コンデンサC71と可変抵抗回路R72との並列回路が接続される。

【0082】また、オペアンプA71の出力端が、可変抵抗回路R73を通じてオペアンプA72の反転入力端に接続され、このオペアンプA72の出力端が出力端子T72に接続されるとともに、その出力端と反転入力端との間に、コンデンサC72が接続される。

【0083】さらに、オペアンプA72の出力端が抵抗器R75を通じてオペアンプA73の反転入力端に接続され、このオペアンプA73の出力端と反転入力端との間に、抵抗器R76が接続され、その出力端が可変抵抗回路R74を通じてオペアンプA71の反転入力端に接続される。

【0084】そして、後述するように、可変抵抗回路R71～R74の抵抗値がマイクロコンピュータ101により制御される。また、図示はしないが、オペアンプA71～A73の非反転入力端は接地される。さらに、例えば、 $C71=C72$   $R73=R74$   $R75=R76$ とされる。

【0085】このような構成によれば、この回路は、2次のローパスフィルタとして動作するとともに、そのカットオフ周波数 $f_{13}$ 、利得AVおよびQ値は、 $f_{13}=1/(2\pi C71 \cdot R73)$  [Hz]

\*

$$\begin{array}{lll} R85=5/2 \cdot R & R84=5/3 \cdot R & R83=10/3 \cdot R \\ R82=20/3 \cdot R & R81=40/3 \cdot R & R80=80/3 \cdot R \end{array}$$

とされる。

【0090】さらに、FET(Q84～Q80)のゲート幅W24～W20もビットb5～b0の重みに対応して、例えば  
 $W24=24\mu m$   $W23=16\mu m$   
 $W22=8\mu m$   $W21=4\mu m$   $W20=2\mu m$   
 とされる。

【0091】このような構成によれば、ビットb4～b0のうちの任意のビットが“1”あるいは“0”になると、FET(Q84～Q80)のうちの対応するFETがオンあるいはオフとなり、このFET(Q84～Q80)のオン・オフに対応して抵抗器R84～R80が抵抗器R85に並列接続される。

【0092】したがって、端子T81と端子T82との間の抵抗値R70は、

$$R70=80/(32+3m) \cdot R$$

m: ビットb4～b0で示される0～31の値

となり、抵抗値R70は、2.5R～0.64Rの間を32ステップにわたって変化することとなる。したがって、この回路は可変抵抗回路R71～R74として使用することができる。

\*  $AV=R73/R71$  [倍]

$$Q=R72/R73$$

となる。

【0086】したがって、可変抵抗回路R73、R74の値を変更すれば、カットオフ周波数 $f_{13}$ を変更することができ、このとき、同時に可変抵抗回路R71、R72の値を変更すれば、カットオフ周波数 $f_{13}$ を変更しても、利得AVおよびQ値が変化することがない。

【0087】そして、可変抵抗回路R71～R74のそれぞれは、例えば図8に示すように構成することができる。すなわち、端子T81と端子T82との間に、抵抗器R85が接続されるとともに、抵抗器R84～R80と、FET(Q84～Q80)のドレイン・ソース間との各直列回路が接続される。また、FET(Q84～Q80)のゲートに、マイクロコンピュータ101から所定の制御データのビットb4～b0がそれぞれ供給される。

【0088】そして、この可変抵抗回路R71～R74が、図7のフィルタ13、23に使用される場合、可変抵抗回路R71、R73は、端子T81が前段側、端子T82が後段側となるように接続され、可変抵抗回路R72、R74は、端子T81が後段側、端子T82が前段側となるように接続される。すなわち、可変抵抗回路R71～R74をそれぞれ流れる信号から見て、端子T81が入力側となり、端子T82が出力側となるように接続される。

【0089】また、所定の抵抗値を値Rとすると、抵抗器R85～R80の抵抗値は、ビットb4～b0の重みに対応して

#### 【0093】② 第2の受信機

##### 1. 受信機の構成およびその動作

上述の受信機においては、長波帯、中波帯および短波帯の受信用としてPLL30を設け、FM放送帯の受信用としてPLL50を設けた場合であるが、これらPLL30、50は共用することもできる。図9は、そのように構成するとともに、さらに、PLLのVCOの発振周波数の変化範囲を小さくした場合の一例を示す。

【0094】すなわち、この受信機においては、図10の受信機におけるPLL50が除かれる。そして、図10にも示すように、VCO32から出力される発振信号S<sub>VCO</sub>が、可変分周回路39に供給されるとともに、分周回路59に供給される。また、形成回路35が、例えば、水晶発振回路351と、その発振信号を分周する可変分周回路352とにより構成される。

【0095】そして、可変分周回路352の分周比がマイクロコンピュータ101により制御され、可変分周回路352からは、長波帯、中波帯および短波帯の受信時には、周波数16kHzの分周信号が取り出され、FM放送帯の受信時には、周波数55kHzの分周信号が取り出さ

れ、この分周信号が位相比較回路34に基準信号として供給される。なお、長波帯、中波帯および短波帯の受信時の中間周波数 $f_{IF}$ は55kHz、FM放送帯の受信時の中間周波数 $f_{IF}$ は200kHzとする。

【0096】2. 各信号の周波数について

この受信機においては、可変分周回路33、39の分周\*

$$f_{VCO} = 16 \times N \text{ [kHz]} \quad \dots (6)$$

$$f_{LO} = 16 \times N / n \text{ [kHz]} \quad \dots (7)$$

となるので、例えば、 $N = 14248$ 、 $n = 1112$ とすれば、図11にも示すように、

$$f_{VCO} = 227968 \text{ [kHz]}$$

$$f_{LO} = 205.007 \text{ [kHz]}$$

となり、(1)式から受信周波数 $f_{RX}$ は150kHzとなる。

【0098】なお、長波帯および中波帯においては、受※

$$f_{VCO} = 40 \times N \text{ [kHz]} \quad \dots (8)$$

$$f_{LO} = 40 \times N / n \text{ [kHz]} \quad \dots (9)$$

となるので、例えば、 $N = 7620$ 、 $n = 4$ とすれば、図11にも示すように、

$$f_{VCO} = 304800 \text{ [kHz]}$$

$$f_{LO} = 76200 \text{ [kHz]}$$

となり、(1)式から受信周波数 $f_{RX}$ は76MHzとなる。

【0100】すなわち、分周比 $N$ 、 $n$ に対応して $VCO$ 32の発振周波数 $f_{VCO}$ が図11に示すように変化して局部発振周波数 $f_{LO}$ が同図に示すように変化するので、それぞれの受信バンドにおいて、目的とする受信周波数 $f_{RX}$ とすることができる。

【0101】3. まとめ上記のように、局部発振周波数 $f_{LO}$ が同じであっても、分周比 $N$ 、 $n$ を違えることによりアンテナ同調回路11の同調電圧 $V_{PLL}$ を変更してアンテナ同調回路11の同調周波数 $f_{TN}$ を変更することができる。したがって、短波帯におけるトラッキングエラーが最少になるようにバディングコンデンサC32を調整しても、長波帯および中波帯で分周比 $N$ 、 $n$ を変更することにより、長波帯および中波帯におけるトラッキングエラーを最少にすることができる。

【0102】図12～図15は、長波帯、中波帯および短波帯におけるトラッキングエラーの大きさを計算によりシミュレーションした結果を示す。すなわち、図14および図15は短波帯1(1.8MHz～3.75MHz)および短波帯4(14.4MHz～30MHz)においてトラッキングエラーが最少となるようにバディングコンデンサC32を調整したときの特性である。

【0103】そして、図12および図13は、短波帯1および短波帯4でトラッキング調整をした場合の長波帯および中波帯におけるトラッキングエラーの特性を示す。この特性によれば、短波帯でトラッキングエラーの調整をし、長波帯および中波帯でトラッキングエラーの調整をしなくても、長波帯および中波帯で十分なトラッキング特性を得ることができている。

【0104】こうして、短波帯におけるトラッキングエ

\*比 $N$ 、 $n$ が、マイクロコンピュータ101により受信バンドおよび受信周波数 $f_{RX}$ に対応して例えば図11に示すように制御される。

【0097】すると、長波帯、中波帯および短波帯の受信時には、(3)式および(4)式と同様にして、

※信周波数 $f_{RX}$ の上昇に対して分周比 $N$ 、 $n$ を単調減少させることにより長波帯および中波帯を9kHzステップで受信することができる。

【0099】また、FM放送帯の受信時には、同様にして、

ラーが最少になるようにバディングコンデンサC32を調整しても、長波帯および中波帯で分周比 $N$ 、 $n$ を変更することにより、長波帯および中波帯におけるトラッキングエラーを最少にすることができる。したがって、すべてのバンドで感度のよい受信機とすることができる。

【0105】また、短波帯のそれぞれにおける $VCO$ 32の発振周波数 $f_{VCO}$ の高低比(最高周波数と最低周波数との比)が2程度であるのに対し、長波帯および中波帯における受信周波数の高低比は3以上であるが、分周比 $N$ 、 $n$ を変更することにより、長波帯および中波帯における $VCO$ 32の発振周波数 $f_{LO}$ の高低比も2程度となっているので、すなわち、どの受信バンドにおいても、発振周波数 $f_{LO}$ の高低比が2程度なので、良好なトラッキング特性とすることができる。

【0106】さらに、1つの $VCO$ 32ですべての受信バンドをカバーしているが、どの受信バンドにおいても発振周波数 $f_{VCO}$ の周波数範囲はほぼ230MHz～500MHzであってほぼ等しい。したがって、長波帯からFM放送帯までを1つの $VCO$ 30により無理なく受信することができるので、部品点数を減らすことができ、非常にシンプルな構成でマルチバンドの受信機を実現することができる。

### 【0107】③ 第3の受信機

#### 1. 受信機の構成およびその動作

図9に示す受信機においては、長波帯、中波帯および短波帯の受信用のPLLと、FM放送帯の受信用のPLLとを共用した場合であるが、さらに、ミキサ回路15I、15Qとミキサ回路45I、45Qとを共用することもでき、図16は、そのように構成した受信機の一例を示す。

【0108】すなわち、ローパスフィルタ13から出力される長波帯および中波帯の受信信号 $SRX$ と、ローパスフィルタ23から出力される短波帯の受信信号 $SRX$ と、段間同調回路43から出力されるFM放送帯の受信信号

SRXとが、バンド切り換え用のスイッチ回路14に供給される。そして、このスイッチ回路14がマイクロコンピュータ101により切り換え制御されて、目的とする受信バンドの受信信号SRXが選択されて取り出され、この選択結果の受信信号SRXがミキサ回路15I、15Qに供給される。

【0109】また、VCO32の発振信号SVCO(周波数 $f_{VCO}$ )が、バンド切り換え用のスイッチ回路38のFM側接点に供給されるとともに、可変分周回路39に供給されて $4/n$ の周波数の信号に分周され、この分周信号がスイッチ回路38のAM側接点に供給される。そして、このスイッチ回路38の出力信号が、分周回路59に供給されて $1/4$ の周波数で、位相が互いに $90^\circ$ 異なる1対の信号SI、SQに分周され、これら信号SI、SQがミキサ回路15I、15Qに局部発振信号(周波数 $f_{LO}$ )として供給される。

【0110】なお、スイッチ回路38は、マイクロコンピュータ101により、長波帯、中波帯および短波帯の受信時にはAM側接点に接続され、FM放送帯の受信時にはFM側接点に接続される。また、長波帯、中波帯および短波帯の受信時の中間周波数 $f_{IF}$ は55kHz、FM放送帯の受信時の中間周波数 $f_{IF}$ は200kHzとする。

【0111】2. 各信号の周波数について  
この受信機においても、可変分周回路33、39の分周比 $N$ 、 $n$ が、マイクロコンピュータ101により受信バンドおよび受信周波数 $f_{RX}$ に対応して例えば図11に示すように制御される。

【0112】そして、長波帯、中波帯および短波帯の受信時には、スイッチ回路38は図のようにAM側接点に接続され、VCO32の発振信号SVCOは、2つの分周回路39、59により信号SI、SQに分周されてミキサ回路15I、15Qに供給されるので、その局部発振信号SI、SQの周波数 $f_{LO}$ は、 $f_{LO} = (4/n) \times (1/4) \times f_{VCO}$   
 $= 1/n \times f_{VCO}$   
となる。

【0113】また、FM放送帯の受信時には、スイッチ回路38は図とは逆にFM側接点に接続され、VCO32の発振信号SVCOは、分周回路59により信号SI、SQに分周されてミキサ回路15I、15Qに供給されるので、その局部発振信号SI、SQの周波数 $f_{LO}$ は、 $f_{LO} = 1/4 \times f_{VCO}$   
となる。

【0114】そして、この受信機においても、分周比 $N$ 、 $n$ に対応してVCO32の発振周波数 $f_{VCO}$ が図11に示すように変化して局部発振周波数 $f_{LO}$ が同図に示すように変化する。したがって、それぞれの受信バンドにおいて、目的とする受信周波数 $f_{RX}$ とすることができ

【0115】3. まとめ

上記のように、ポリフェイズフィルタ16、46においては、移相処理および演算処理によりイメージ成分を相殺して本来の中間周波成分を得るようにしているので、ミキサ回路15I、15Qから出力される中間周波信号SIFI、SIFQは、正確に、レベルが等しく、かつ、位相差が $90^\circ$ でなければならない。そして、この受信機においては、そのような中間周波信号SIFI、SIFQを形成するために必要なミキサ回路15I、15Qおよび分周回路59が1組でよいので、必要な特性や精度の確保が容易になる。

【0116】④ その他

上述のIC10に、AGC回路やステレオ復調回路をオンチップ化することもできる。また、デジタル放送の受信機の場合には、ポリフェイズフィルタ16、46の次段にA/Dコンバータ回路を設け、中間周波信号SIF以降をデジタル処理すればよい。

【0117】〔この明細書で使用している略語の一覧〕

AM : Amplitude Modulation

D/A : Digital to Analog

DSB : Double Side Band

FET : Field Effect Transistor

FM : Frequency Modulation

IC : Integrated Circuit

NF : Noise Figure

PLL : Phase Locked Loop

SSB : Single Side Band

VCO : Voltage Controlled Oscillator

【0118】

【発明の効果】この発明によれば、マルチバンド受信機において、ある受信バンドにおけるトラッキングエラーが最少になるようにバッキングコンデンサを調整しても、他の受信バンドにおいては、分周比 $N$ 、 $n$ を選択することによりトラッキングエラーを最少にすることができる。したがって、どの受信バンドでも感度のよい受信機とすることができる。

【0119】また、トラッキングエラーの少ないアンテナ同調回路を使用できるので、妨害波特性が良好になる。さらに、アンテナ同調回路を設けることができるので、マッチングが容易となり、妨害波に強く、高感度な受信機とすることができる。また、アンテナ同調回路を設けることができるので、次段の高周波アンプは、接合型トランジスタにより構成してもNFを十分に小さくすることができ、したがって、高周波アンプを他の回路と一体にICにオンチップ化することができる。

【0120】さらに、局部発振用のPLLは、複数の受信バンドに共通に使用することができるとともに、そのとき、VCOの発振周波数の変化範囲を、どの受信バンドでもほぼ等しく、あるいはある受信バンドにおける変化範囲を他の受信バンドの変化範囲に含ませることができるので、VCOやその共振回路として特別の特性や構

成のものを必要とすることがない。

【0121】また、VCOにより形成された発振信号を、可変分周回路において $1/n$ に分周して局部発振信号を得ているので、局部発振信号の位相ノイズを分周比 $n$ に対応して小さくすることができる。したがって、デジタル放送であって位相変調を伴う放送波信号を受信する場合、より適切な受信機とすることができる。さらに、アンテナ同調回路の同調用のデータを記憶する不揮発性メモリを設けたり、同調用のデータを受信機の1台ごとに求めて不揮発性メモリに記憶させる必要がないので、製造に手間や時間がかからず、コストの上昇を抑えることができる。

【0122】さらに、長波帯から短波帯までの周波数帯域(150kHz~30MHz)を受信できるにもかかわらず、1つのPLLでよいので、IC化に有利である。そして、アンテナ同調回路およびPLLの共振回路を除くすべての回路をICに実装することができるので、外付け部品の少ないマルチバンド受信機を安価に提供することができる。さらに、VCO32の発振周波数が受信バンドよりも遥かに高い周波数になるので、VCOの発振信号がアンテナにより受信されても、簡単なローパスフィルタにより阻止することができ、受信妨害が発生しにくい。

【0123】また、ミキサ回路において、局部発振信号の高調波によりスプリアス妨害を生じても、ローパスフィルタによりそのスプリアス妨害を与える信号成分を阻止することができる。そして、そのとき、ローパスフィルタをICに内蔵することにより部品点数や調整の手間を増やすことなく、特性を改善することができる。また、中間周波信号の周波数が低いので、この中間周波信号から後の信号をデジタル処理する場合、これが容易に可能となる。

【0124】さらに、中間周波数が低いので、その中間周波信号を選択するバンドパスフィルタをICにオンチップ化できるとともに、ダブルコンバージョン型の受信機に必要な水晶フィルタが不要となり、コストを下げるることができる。また、分周比 $N$ 、 $n$ を変更することにより、どの受信バンドにおいても、PLLのVCOの発振周波数の高低比が2程度になるので、良好なトラッキング特性とすることができる。さらに、部品点数を減らすことができ、非常にシンプルな構成でマルチバンドの受信機を実現することができる。

【図面の簡単な説明】

【図1】この発明の一形態を示す系統図である。

【図2】図1の回路の一部の一形態を示す系統図である。

【図3】周波数関係の一形態を示す表図である。

【図4】トラッキングエラー特性を示す特性図である。

【図5】トラッキングエラー特性を示す特性図である。

【図6】トラッキングエラー特性を示す特性図である。

【図7】図1の回路の一部の一形態を示す系統図である。

【図8】図7の回路の一部の一形態を示す系統図である。

【図9】この発明の他の形態を示す系統図である。

【図10】図9の回路の一部の一形態を示す系統図である。

【図11】周波数関係の他の形態を示す表図である。

【図12】トラッキングエラー特性を示す特性図である。

【図13】トラッキングエラー特性を示す特性図である。

【図14】トラッキングエラー特性を示す特性図である。

【図15】トラッキングエラー特性を示す特性図である。

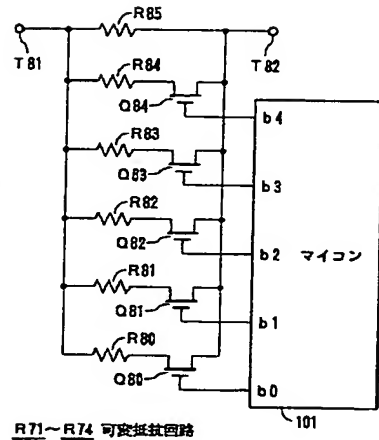
【図16】この発明の他の形態を示す系統図である。

【図17】この発明を説明するための系統図である。

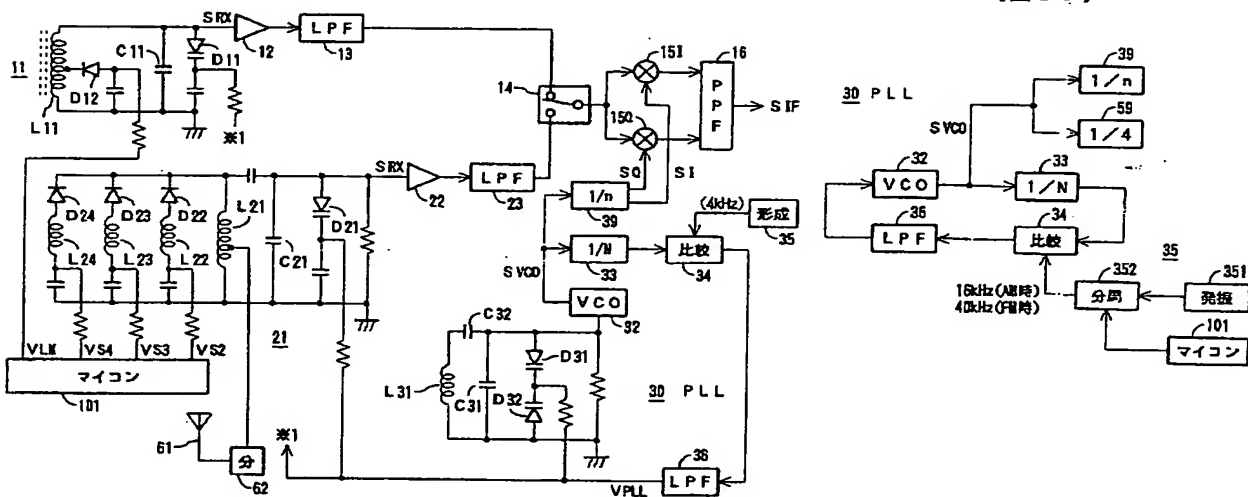
【符号の説明】

10…IC、11…アンテナ同調回路、12…高周波アンプ、13…可変ローパスフィルタ、14…スイッチ回路、15Iおよび15Q…ミキサ回路、16…ポリフェイズフィルタ、17…バンドパスフィルタ、18…アンプ、19…復調回路、21…アンテナ同調回路、22…高周波アンプ、23…可変ローパスフィルタ、29…バッファアンプ、30…PLL、31…共振回路、32…VCO、33…可変分周回路、34…位相比較回路、35…基準信号形成回路、36…ローパスフィルタ、39…可変分周回路、41…アンテナ同調回路、42…高周波アンプ、42…段間同調回路、45Iおよび45Q…ミキサ回路、46…ポリフェイズフィルタ、47…バンドパスフィルタ、48…アンプ、49…復調回路、50…PLL、51…共振回路、59…分周回路、61…アンテナ、62…分配器、101…マイクロコンピュータ、102…操作キー

【圖8】



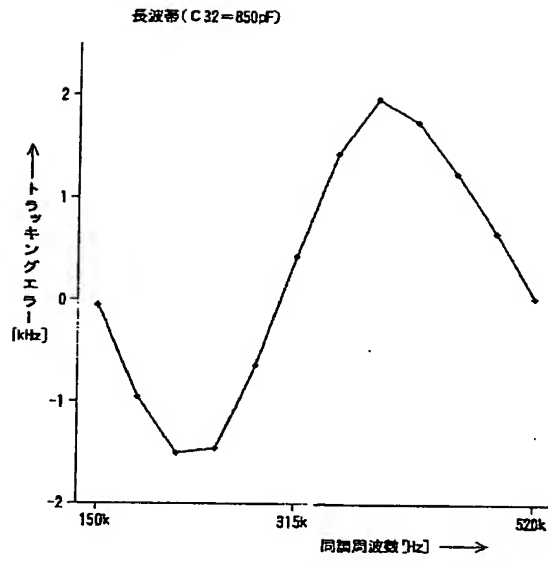
【圖 10】



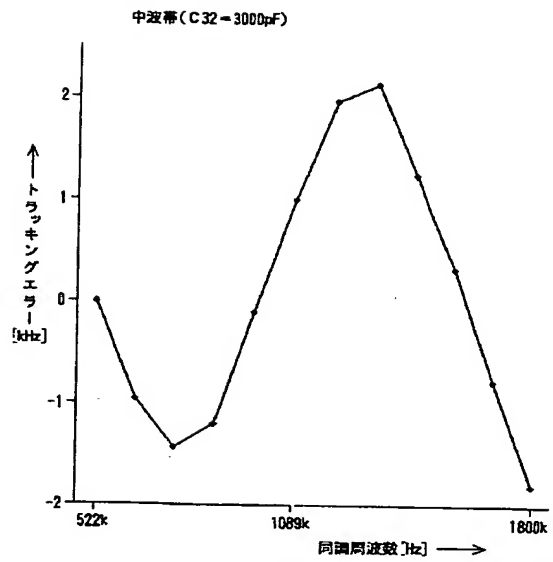
【圖3】

	受信周波数 f RE[kHz]	周波数 ステップ [kHz]	N	N の ステップ	発振周波数 f VCO [MHz]	n	局発周波数 f LO [kHz]	f LO の誤差 [Hz]
長波	150	9kHz ステップ	9225	—	39.900	180	205.000	0
	153		9360	—	37.440	180	208.000	0
	162		9873	—	39.492	182	216.989	-11.0
	⋮		⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	
	513		29394	—	117.576	207	568.000	0
	520	29756	—	119.024	207	574.995	-4.9	
中波	522～1800	9	9232～29680	144	36.928～118.720	64	577～1855	0
短波 1	1800～3750	1	14840～30440	8	58.360～121.760	32	1855～3805	0
短波 2	3600～7500	1	14620～30220	4	58.480～120.880	16	3655～7555	0
短波 3	7200～15000	1	14310～30110	2	58.040～120.440	8	7255～15055	0
短波 4	14400～30000	1	14455～30055	1	57.820～120.220	4	14455～30055	0
F M	76～108 [MHz]	50	1524～2164	1	304.8～432.8	(4)	76.2～108.2 [MHz]	0

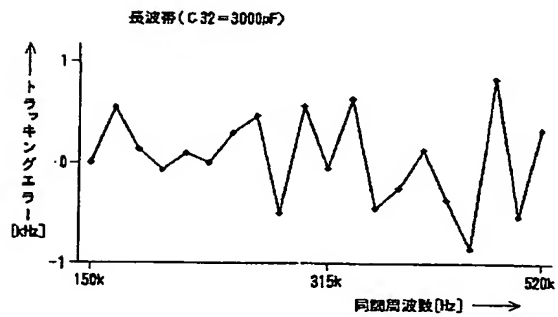
【図4】



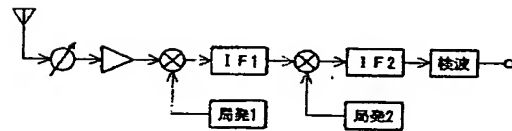
【図5】



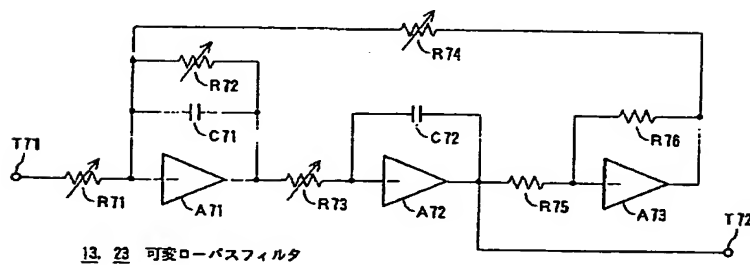
【図6】



【図17】

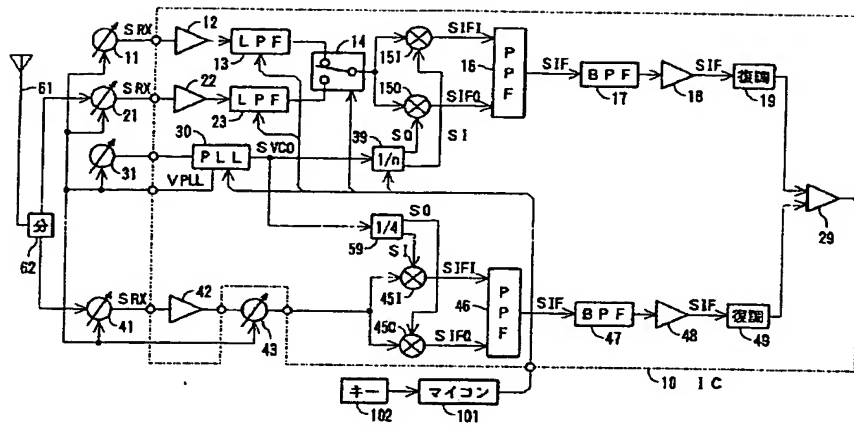


【図7】





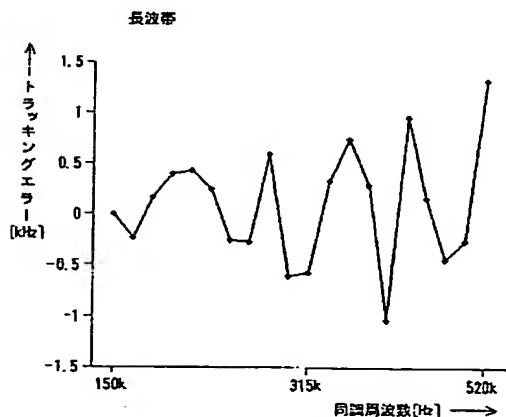
【図9】



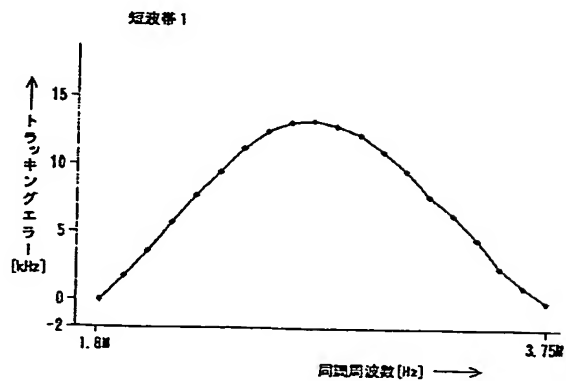
【図11】

	受信周波数 f RE [kHz]	周波数 ステップ [kHz]	N	Nの ステップ	発振周波数 f WCO [MHz]	n	局発周波数 f LO [kHz]	f LOの誤差 [Hz]
長波	150	9kHz ステップ	14248	—	227.968	1112	205.0072	+7.2
	153		14352	—	229.632	1104	208.0000	0
	162		14702	—	235.232	1084	217.0037	+3.7
	⋮		⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮
	513		30814	—	493.024	868	568.0000	0
中波	520	9kHz ステップ	31050	—	496.800	864	575.0000	0
	522		14281	—	228.496	396	577.0101	+10.1
	531		14357	—	229.712	392	586.0000	0
	⋮		⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮
	1782		30770	—	492.320	268	1837.0149	+14.9
	1791		30921	—	494.796	268	1846.0299	+29.9
	1800		31071	—	497.136	268	1854.9851	-14.9
短波 1	1800～3750	1	14840～30440	8	231.440～487.040	128	1855～3805	0
短波 2	3600～7500	1	14620～30220	4	233.020～483.520	64	3655～7555	0
短波 3	7200～15000	1	14510～30110	2	232.160～481.760	32	7255～15055	0
短波 4	14400～30000	1	14455～30055	1	231.280～480.880	16	14455～30055	0
F M	76～108 [MHz]	50	7620～10820	1	304.8～432.8	4	76.2～108.2 [MHz]	0

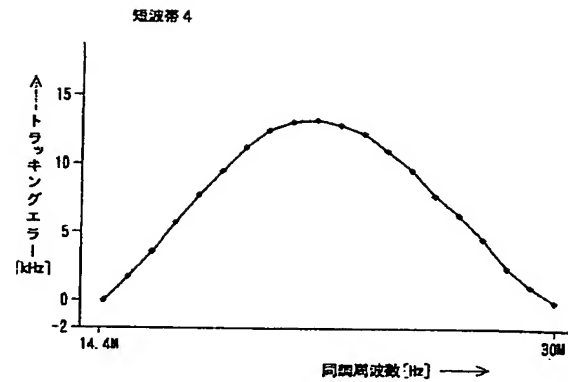
【図12】



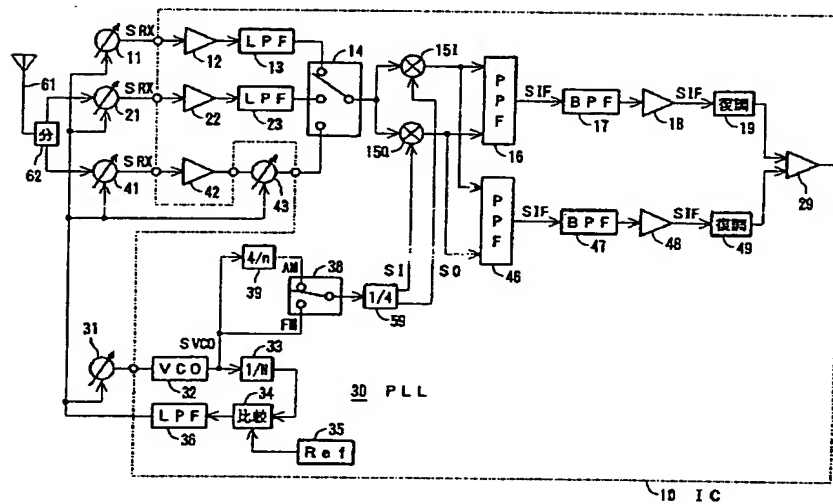
【図14】



【圖 15】



【圖 16】



Fターム(参考) 5J106 AA04 CC01 CC15 CC24 CC41  
CC52 CC53 DD34 GG01 GG09  
KK05 PP03 RR03 RR05 RR06  
RR07 RR13 RR18  
5K020 CC01 CC03 DD22 EE01 EE04  
FF00 GG04 GG09 GG10 GG11  
GG12 GG21 HH04 HH11 KK02  
LL09